

# Sistema de Control Retroalimentado V/Hz para un Motor de Inducción Basado en un Micro-controlador

Ing. Armando A. Rodríguez Almendarez, Dr. Daniel Ulises Campos Delgado.

Abril 2007.

**Resumen**— Se ha implementado un controlador de velocidad escalar retroalimentado para motores de inducción trifásicos diseñado en torno a un micro-controlador de 8-bits. Su funcionamiento está basado tanto en el control escalar de velocidad como en la modulación sinusoidal en espacio vectorial. El esquema de control embebido permite al usuario ajustar sus parámetros de trabajo en tiempo real. Se efectuaron lecturas experimentales tomadas con el prototipo final, demostrando su desempeño con un motor de inducción de 1 HP.

## I. INTRODUCCIÓN

El control escalar de velocidad es el método más común encontrado en variadores de velocidad para motores de inducción. Se basa en el principio de que la velocidad base de un motor es proporcional a la frecuencia del voltaje de alimentación e inversamente proporcional al número de polos de su estator. Sin embargo, para asegurar una operación adecuada a velocidades menores a la nominal, es necesario reducir linealmente el voltaje entre las terminales del motor.

Los componentes usuales de un variador de velocidad se muestran en la figura 1. El rectificador trifásico y los capacitores convierten la entrada de corriente alterna a corriente directa con un rizo despreciable. El inversor, bajo el control de un micro-controlador eléctricamente aislado, sintetiza el voltaje de CD en 3 voltajes de CA trifásicos de amplitud y frecuencia variables [1].

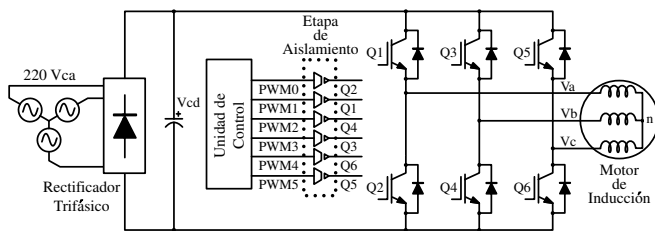


Fig. 1. Variador de Velocidad Típico.

En el prototipo construido, el voltaje y corriente del bus de CD son monitoreados para detectar condiciones de falla. Adicionalmente, la velocidad real del rotor es retroalimentada por medio de un *Encoder* digital, ligado a la flecha del motor de inducción a ser controlado.

## II. DESARROLLO

La modulación en espacio vectorial (SVPWM), ejecuta un algoritmo sofisticado que proporciona un 15 % adicional en

el voltaje de salida, comparado con el algoritmo de modulación sinusoidal típico; mitigando la distorsión armónica y las pérdidas por conmutación. Es una técnica basada en el hecho de que los voltajes trifásicos del motor de inducción pueden convertirse en un solo vector rotatorio, compatible con el control escalar de velocidad.

Los 8 posibles estados de conmutación del inversor, y sus correspondientes voltajes fase-neutro se muestran en la tabla I. Durante los estados activos del 1 al 6, la energía de la fuente de CD es transferida hacia las terminales del motor. Lo opuesto ocurre durante los estados inactivos 0 y 7 [2].

Transistores	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	Vector
Q2, Q4, Q6	0	0	0	$V_0$
Q1, Q4, Q6	$2V_{CD}/3$	$-V_{CD}/3$	$-V_{CD}/3$	$V_1$
Q1, Q3, Q6	$V_{CD}/3$	$V_{CD}/3$	$-2V_{CD}/3$	$V_2$
Q3, Q2, Q6	$-V_{CD}/3$	$2V_{CD}/3$	$-V_{CD}/3$	$V_3$
Q2, Q3, Q5	$-2V_{CD}/3$	$V_{CD}/3$	$V_{CD}/3$	$V_4$
Q2, Q4, Q5	$-V_{CD}/3$	$-V_{CD}/3$	$2V_{CD}/3$	$V_5$
Q1, Q4, Q5	$V_{CD}/3$	$-2V_{CD}/3$	$V_{CD}/3$	$V_6$
Q1, Q3, Q5	0	0	0	$V_7$

Tabla I

ESTADOS DE CONMUTACIÓN EN UN INVERSOR TRIFÁSICO.

En la modulación SVPWM, el círculo unitario es dividido en 6 sectores, cada uno de  $60^\circ$  como en la figura 2. Cada sector se encuentra delimitado por 2 sectores activos.  $\bar{V}_0$  y  $\bar{V}_7$  son los vectores con amplitud cero localizados en el origen. El vector  $\bar{V}_S$  resulta al conmutar entre los estados del inversor a una frecuencia  $F_{PWM}$ , determinando el tiempo de muestreo  $T_S=1/F_{PWM}$ .

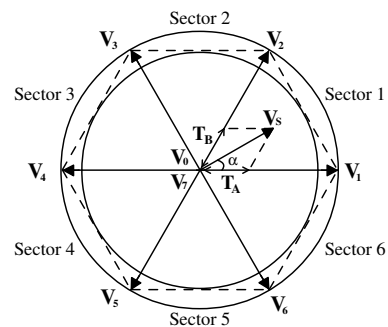


Fig. 2. Hexágono Conformado por Vectores en SVPWM.

Tomando como referencia la figura 2,  $\bar{V}_S$  puede ser representado como en la ecuación 1, al encontrarse en el

1<sup>er</sup> sector y mantener un ángulo  $\alpha$  con respecto al eje  $x$ :

$$\bar{V}_S = \left( \frac{T_A}{T_S} \times \bar{V}_1 \right) + \left( \frac{T_B}{T_S} \times \bar{V}_2 \right) + \left( \frac{T_{0/7}}{T_S} \times \bar{V}_{0/7} \right). \quad (1)$$

Los intervalos de tiempo  $T_A$ ,  $T_B$  y  $T_{0/7}$  se calculan de tal forma que el voltaje promedio por segundo, producido por los vectores  $\bar{V}_1$ ,  $\bar{V}_2$  y  $\bar{V}_{0/7}$ , a lo largo de los ejes  $x$ - $y$  resulte igual al producido por el vector espacial de referencia  $\bar{V}_S$ .

El índice de modulación se define como:

$$m = \frac{|\bar{V}_S|}{V_{CD}},$$

donde  $|\bar{V}_S|$  es la amplitud del vector  $\bar{V}_S$ . Proyectando  $\bar{V}_S$  a lo largo de los ejes, se obtiene:

$$V_{CD} \times \sin(\pi/3) \times T_B = |\bar{V}_S| \times \sin(\alpha) \times T_S, \quad (2)$$

donde  $\alpha$  representa el ángulo formado por el vector  $\bar{V}_S$  con respecto a  $V_1$ . Resolviendo para  $T_A$  y  $T_B$  se obtiene:

$$\frac{T_A}{T_S} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times m \times \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right), \quad (3)$$

$$\frac{T_B}{T_S} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times m \times \sin(\alpha). \quad (4)$$

El algoritmo SVPWM requiere de este último par de ecuaciones para calcular los tiempos de conmutación en cada nuevo período PWM. En un micro-controlador de 8-bits, este procesamiento de tiempo real demanda el que una tabla representativa de valores, sea almacenada dentro de la memoria de programa [3].

La velocidad del motor en Hz está dada por la tasa de incremento en el ángulo  $\alpha$  del vector  $\bar{V}_S$ . Cada sector es discretizado en 3072 pasos. Para una frecuencia de conmutación  $F_{PWM}=8\text{kHz}$ , una tabla con 3072 elementos y la actualización del ciclo de trabajo cada 4 períodos PWM, la resolución sobre el control de la frecuencia fundamental, es:

$$\text{Resolución}_F = 0.086\text{Hz/paso}.$$

El diseño del inversor trifásico está basado en el módulo integrado de potencia **IRAMS10UP60A** (600V,10A) [4], el cual contiene 6 transistores IGBT, un circuito integrado a cargo de sus activaciones, 6 diodos de marcha libre y un par resistor-termistor NTC.

Un esquema parcial del circuito diseñado aparece en la figura 3. La protección del inversor ante una condición de sobre-carga de 6A funciona a partir del sensor integrado de efecto Hall **ACS704-015** [5], y el comparador de voltaje integrado dentro del micro-controlador de trabajo secundario **PIC12F683** [6]. El voltaje de CD es también monitoreado por éste dispositivo en conjunto con el amplificador operacional aislado **HCPL-7520** [7].

El algoritmo de control se encuentra embebido dentro del micro-controlador **PIC18F4431** [8], que posee una densa integración de periféricos, ideal para el control de motores. Su módulo interface de *Encoder*, decodifica la información de velocidad y posición proveniente de las líneas QEA, QEB e INDX del sensor, capturando un valor de 16-bits, proporcional a la velocidad del rotor.

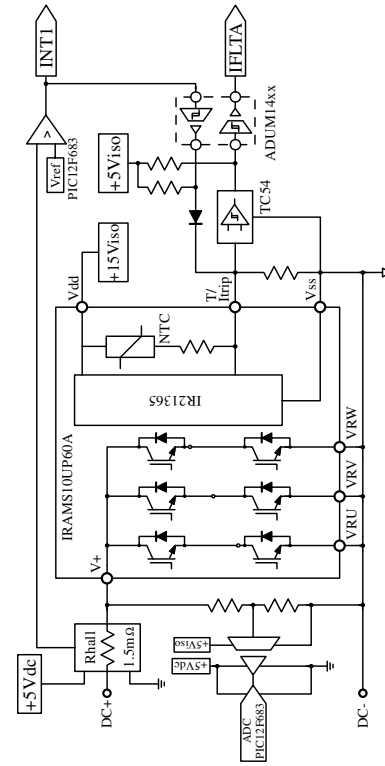


Fig. 3. Esquemático de Instrumentación Módulo IPM.

La inclusión de un controlador PID, situado entre la señal de referencia y el módulo de control escalar completa el sistema retroalimentado de control que aparece en la figura 4.

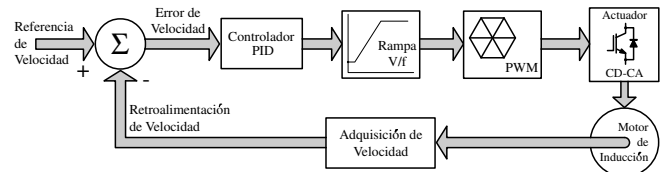


Fig. 4. Sistema de Control Conceptual.

En tiempo continuo, la ecuación 5 define la salida del controlador  $C(t)$  como la suma de los términos proporcional, integral y diferencial:

$$C(t) = K_p E(t) + K_i \int_0^t E(\tau) d\tau + K_d \frac{dE(t)}{dt}. \quad (5)$$

En el caso del término integral, su aproximación está dada por la sumatoria de todos los errores de referencia  $E(n)$  (de 0 a  $N$ ), originados a intervalos discretos de  $T_c$  segundos, previos al cálculo de un nuevo resultado del controlador:

$$\int_0^t E(\tau) d\tau \approx T_c \sum_{n=0}^N E(n).$$

donde  $T_c$  es el período de ejecución del lazo de control.

En el caso del término diferencial, una ecuación en diferencias es utilizada:

$$\frac{dE(t)}{dt} \approx [E(n) - E(n-1)]/T_c$$

donde  $E(n)$  es el error actual y  $E(n-1)$ , el error previo.

Así, la salida del controlador  $C(t)$  en el dominio discreto, se encuentra como:

$$C(n) = K_p E(n) + K_i T_c \sum_{n=0}^N E(n) + K_d \frac{[E(n) - E(n-1)]}{T_c}$$

donde el ajuste de los parámetros  $K_p$ ,  $K_i$  y  $K_d$  se efectúa en tiempo real por parte del usuario.

Las pruebas de operación se efectuaron en un motor de inducción (1HP, 1725rpm) acoplado a un motor de CD de imán permanente, con sus terminales conectadas a una resistencia de potencia de  $27\Omega$ , produciendo un torque de carga opuesto. Algunas lecturas de velocidad deseadas y reales se muestran en la tabla II, con el controlador ajustado en:  $K_p = 124$ ,  $K_i = 15$  y  $K_d = 22$ .

	Frecuencia (Hz)	Velocidad Deseada (rpm)	Velocidad Real (rpm)	Error  (rpm)
1	10.25	307	308	1
2	20.00	600	599	1
3	25.75	772	770	2
4	35.25	1057	1053	4
5	45.50	1365	1365	0
6	50.00	1500	1501	1
7	60.00	1800	1803	3
8	65.25	1957	1959	2
9	70.00	2100	2097	3
10	80.00	2400	2402	2

Tabla II  
RESULTADOS DEL CONTROL EN LAZO CERRADO.

Para el índice de modulación máximo de 0.866 unidades, la figura 5 muestra uno de los voltajes fase a fase y la corriente en cada línea del motor. La figura 6 muestra los componentes armónicos de uno de los voltajes fase a fase.

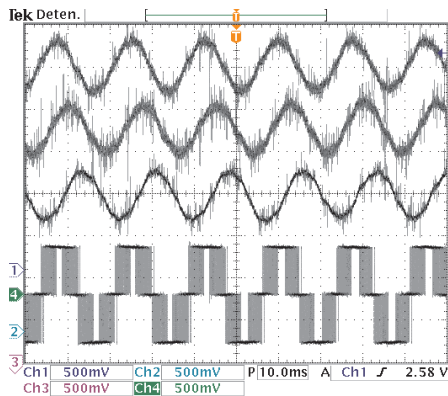


Fig. 5. Corrientes de Fase y Voltaje Fase-Fase.

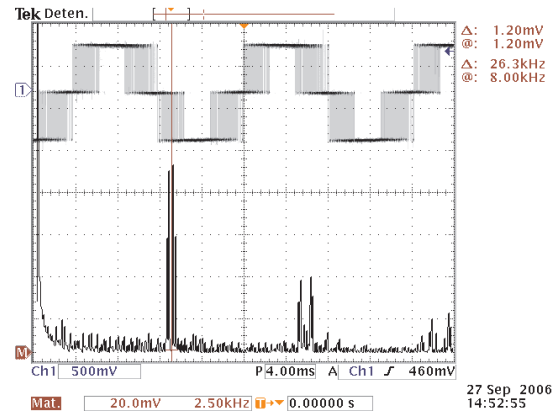


Fig. 6. Voltaje Fase-Fase, Espectro Armónico.

### III. CONCLUSIONES

Este trabajo demostró que un micro-controlador de 8-bits, moderno y de bajo costo, puede lograr un buen desempeño dentro de una aplicación demandante. Se logró integrar a una serie de componentes electrónicos modernos y de bajo perfil, para implementar un control escalar basado en un algoritmo modulador SVPWM de alta resolución y se diseñó una interface de usuario, que permite visualizar los parámetros del sistema, modificarlos y observar sus efectos con claridad.

En sentido estricto, la implementación del algoritmo SVPWM requiere la actualización del ciclo de trabajo para cada período de modulación PWM. El programa embebido realiza un nuevo cálculo cada 4 períodos, mejorando la resolución sobre la frecuencia fundamental  $F_o$  y llevando el error de velocidad a niveles muy cercanos a cero, pero inyectando a las señales de voltaje resultantes un armónico de 2kHz ( $F_{PWM}/4$ ), cuya magnitud es del 10% al 15% con respecto al armónico en la frecuencia de conmutación.

### REFERENCIAS

- [1] Bimal K. Bose. *Modern Power Electronics and AC drives*, 1ª ed; Prentice-Hall, 2000.
- [2] *Space-Vector PWM with TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns*. <http://focus.ti.com/lit/an/spra524/spra524.pdf>
- [3] *VF Control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation*. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00955a.pdf>
- [4] Hoja de datos del módulo IRAMS10UP60A. <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irams10up60a.pdf>
- [5] Hoja de datos del sensor ACS704-015. <http://www.allegromicro.com/datafile/0704-015.pdf>
- [6] Hoja de especificaciones del microcontrolador PIC12F683. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41211C.pdf>
- [7] Hoja de datos del dispositivo HCPL-7520. <http://www.secomtel.com/UpFiles/Attach/2003/11/19/103521.pdf>
- [8] Hoja de datos del microcontrolador PIC18F4431. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/DS39616B.pdf>